

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
26. Mai 2005 (26.05.2005)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2005/048089 A1

(51) Internationale Patentklassifikation⁷: **G06F 1/03**,
H03L 7/185

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2004/011932

(22) Internationales Anmelde datum:
21. Oktober 2004 (21.10.2004)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
103 51 604.2 5. November 2003 (05.11.2003) DE

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG** [DE/DE]; Mühldorfstrasse 15, 81671 München (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **KLAGE, Günther** [DE/DE]; Herzog-Arnulf-Str. 47, 85604 Zorneding (DE).

(74) Anwälte: **KÖRFER, Thomas usw.; Mitscherlich & Partner**, Sonnenstrasse 33, Postfach 33 06 09, 80066 München (DE).

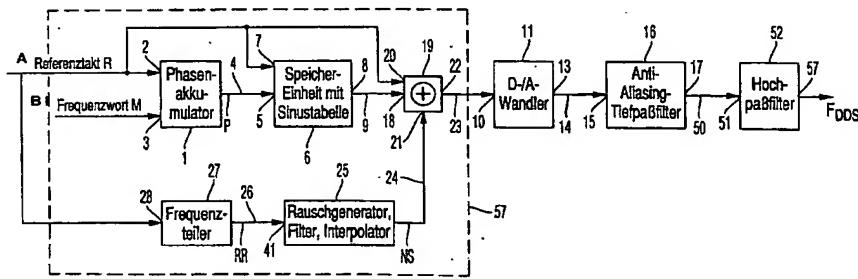
(81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: DIRECT DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZER

(54) Bezeichnung: FREQUENZSYNTHESEZER NACH DEM DIREKTNEN DIGITALEN SYNTHESE-VERFAHREN



A REFERENCE CYCLE R
B FREQUENCY WORD M
1 PHASE ACCUMULATOR
6 MEMORY UNIT WITH SINE TABLE
27 FREQUENCY SPLITTER
25 NOISE GENERATOR, FILTER, INTERPOLATOR
11 DIGITAL/ANALOG CONVERTER
16 ANTI-ALIASING LOW-PASS FILTER
52 HIGH-PASS FILTER

(57) Abstract: Disclosed is a direct digital frequency synthesizer comprising a phase accumulator (1) for cyclically incrementing a phase signal P by a phase increment M applied to the input (3) of the phase accumulator (1), a memory unit (6) with a table of sine function values, which is stored in the memory cells thereof and is used for determining sine function values corresponding to phase values of the phase signal P, a digital/analog converter (11) for converting the time-discrete sine function values into a quasi-analog, sinusoidal time function, and an anti-aliasing low-pass filter (16) for smoothing out the quasi-analog sinusoidal time function. The inventive direct digital frequency synthesizer further comprises an adding unit (19) that is connected between the memory unit (6) and the digital/analog converter (11) and superimposes a non-periodic signal (NS) on the time-discrete sine function values.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

Veröffentlicht:

— mit internationalem Recherchenbericht

(57) Zusammenfassung: Ein Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren besteht aus einem Phasenakkumulator (1) zum zyklischen Inkrementieren eines Phasensignals P um ein am Eingang (3) des Phasenakkumulators (1) anliegendes Phaseninkrement M , einer Speichereinheit (6) mit einer in deren Speicherzellen abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten zur Ermittlung von zu Phasenwerten des Phasensignals P korrespondierenden Sinusfunktionswerten, einem Digital-/Analogwandler (11) zur Wandlung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte in eine quasi analoge, sinusförmige Zeitfunktion und einem Anti-Aliasing-Tiefpassfilter (16) zur Glättung der quasi analogen sinusförmigen Zeitfunktion. Zusätzlich enthält der Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren eine Addiereinheit (19), die zwischen der Speichereinheit (6) und dem Digital-/Analog-Wandler (11) zwischengeschaltet ist und den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein nicht-periodisches Signal (NS) überlagert.

Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren

Die Erfindung betrifft einen Frequenzsynthesizer nach dem 5 direkten digitalen Synthese-Verfahren mit einer Unterdrückungsmöglichkeit von Nebenlinien im Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals.

Heutige hochauflösende breitbandige Frequenzsynthesizer 10 basieren im wesentlichen auf zwei verschiedenen Verfahren, dem Fraktional-N-Verfahren und dem direkten digitalen Synthese-Verfahren

Die Einstellung der Frequenz beim Fraktional-N-Verfahren 15 erfolgt durch definierte Frequenzteilung der Referenzfrequenz in einem dem Phasenregelkreis vorgelagerten Vorwärtzweig oder der Ausgangsfrequenz des Phasenregelkreises im Rückkopplungszweig des Phasenregelkreises über jeweils einen programmierbaren Frequenzteiler. Der Frequenzteiler arbeitet digital über Sigma-Delta-Modulation eines als Referenzfrequenzwert dienenden Digitalwortes. Durch die Verwendung hoher Teilungsfaktoren im Frequenzteiler des Rückkopplungszweiges kann ein Phasenregelkreis mit hohen Frequenzen realisiert werden. Hohe Teilungsfaktoren bewirken aber eine deutliche Erhöhung des 25 Phasenrauschens des Phasenregelkreises (Phasenrauschen des Phasenregelkreises = $20 * \log$ (Teilungsfaktor des Ausgangsfrequenz-Teilers)). Zudem erzeugt der Sigma-Delta-Modulator ein vom Träger weg ansteigendes 30 Quantisierungsgeräusch, was durch die PLL unbedingt unterdrückt werden muß. Die Dämpfung des erhöhten Phasenrauschens bzw. des ansteigenden Quantisierungsrauschens mittels Tiefpaßcharakteristik des Phasenregelkreises wird mit einer schlechteren 35 Führungs dynamik des Phasenregelkreises (höhere Einschwingzeit aufgrund reduzierter Bandbreite des Phasenregelkreises) erkauft. Maximal realisierbare Regelbandbreiten liegen nach dem aktuellen Stand der Technik bei einigen kHz. Zusätzlich weist das Fraktional-

N-Verfahren ein vergleichsweise schlechtes Einschwingverhalten auf, da der Algorithmus des Fraktional-N-Verfahrens sich integrierend dem Optimum nähert. Schließlich besitzt das Frequenzspektrum der 5 Ausgangsfrequenz als weiteren Nachteil des Fraktional-N-Verfahrens Nebenlinien, die bei Teilung des Ausgangsfrequenzsignals durch den Fraktional-N-Frequenzteiler im Rückkopplungszweig des Phasenregelkreises mit einem Teilungsfaktor, der in der Nähe eines ganzzahligen 10 Teilungsfaktors liegt, entstehen (so genannte "Fractional-N-Nebenlinien").

Ein Vorteil des Phasenregelkreises liegt in der Tatsache, daß er vergleichsweise kostengünstig realisiert werden 15 kann und von daher vor allem bei Anwendungen im Niedrigpreis-Segment Verwendung findet. Das Verfahren der direkten digitalen Frequenzsynthese weist die oben genannten Nachteile nicht auf und wird deshalb vor allem bei schnell einschwingenden und phasenrauscharmen 20 Frequenzsynthesizern eingesetzt.

Ein Frequenzsynthesizer nach dem Verfahren der direkten digitalen Synthese besteht gemäß der EP 0 469 233 A2 aus einem Phasenakkumulator, der im Takt einer 25 Referenzfrequenz die Phase eines Phasensignals zyklisch um Phaseninkremente, die in einem Frequenzwort am Eingang des Phasenakkumulators eingestellt werden können, inkrementiert. Eine dem Phasenakkumulator nachfolgende Speichereinheit mit einer abgespeicherten Tabelle von 30 Sinusfunktionswerten führt die zu den jeweiligen Phasenwerten des zyklischen Phasensignals gehörigen Sinusfunktionswerte im Takt der Referenzfrequenz als zeitdiskrete Funktionsfolge einem Digital-Analog-Wandler zu. Im Anschluß an die Digital-Analog-Wandlung erfolgt 35 eine Glättung durch einen Anti-Aliasing-Tiefpaß zum gewünschten sinusförmigen Frequenzsignal.

Nachteilig an direkten digitalen Frequenzsynthesizern ist die Entstehung von sehr trägernahen Nebenlinien im

Frequenzspektrum. Erscheinen diese in der Nähe des Nutzsignals können diese Nebenlinien im Frequenzspektrum durch einen nachgeschalteten Phasenregelkreis mit optimierter Bandbreite nicht ausgeregelt werden. Folgende 5 Gründe für die Entstehung derartiger Nebenlinien im Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz können, auch in Anlehnung an den Fachartikel Zs. Papay, "Numerical Distortion in Single-Tone DDS", IEEE-Instrumentation and Measurement Technology Conference, Budapest, May 21-23, 10 2001 angegeben werden:

- Nebenlinien durch eingeschränkte Phasenauflösung des Phasensignals in der Sinustabelle der Speichereinheit:
Aufgrund begrenzter Speicherkapazität der Speicher-15 einheit werden bei der Adressierung der die Sinus-
tabelle enthaltenden Speicherzellen nicht alle Bits des Phasensignals benutzt. Durch eine Beschränkung auf die höherwertigen Bits des Phasensignals wird die Anzahl der verwendeten Phasenstützwerte pro Sinusschwingung 20 entsprechend einer geringeren Auflösung der Phasen-
stützwerte deutlich reduziert. Dies führt zu einem sägezahnförmigen Phasenfehler zwischen den optimal mit einem beispielsweise 32 Bit breiten Phasensignal-
Datenwort realisierbaren Phasenstützwerten und den 25 tatsächlich verwendeten Phasenstützwerten. Diese Periodizität im Phasenfehler, die einer Phasenmo-
dulation entspricht, führt zu diskreten Nebenlinien um die Trägerfrequenz im Frequenzspektrum der erzeugten Ausgangsfrequenz.
- Nebenlinien durch zu geringe Amplitudenauflösungen des Digital-/Analog-Wandlers:
Die Quantisierung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte für einen vorgegebenen Phasenwert verursacht einen Am-35 plitudenfehler, der von der Auflösung der Quantisierung (Anzahl der Bits für die Quantisierung des Amplituden-
wertes) abhängig ist. Durch diese Quantisierung des Amplitudenwertes wird ein Amplitudenfehler von $\Delta A = 1/(2^A * \sqrt{12})$ verursacht, unter der Annahme, daß

Rundungsfehler gleichmäßig im Bereich $\pm \frac{1}{2}$ LSB verteilt sind (A = Anzahl der Bits des D/A-Wandlers). Ist die Länge des Phasenakkumulators ein ganzzahliges Vielfaches des Frequenzwortes, so wiederholen sich die 5 Phasenwerte periodisch und der zu jedem Phasen- und Amplitudenwert gehörige Quantisierungsfehler weist einen periodischen Verlauf auf, der zu höherwertigen Harmonischen (= Nebenlinien) im Frequenzspektrum führt. Bei fehlender Periodizität der Phasen- und damit der 10 Amplitudenwerte bei nicht ganzzahligem Verhältnis zwischen Frequenzwort und Länge des Phasenakkumulators können an Stelle der höherwertigen Harmonischen, Störlinien im gesamten Frequenzspektrum entstehen.

15 • Nebenlinien aufgrund von Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie des Digital-/Analog-Wandlers: Gemäß Fig. 1 weist die Übertragungskennlinie eines Digital-/Analog-Wandlers gegenüber einem ideal-linearen Verlauf im allgemeinen eine Nichtlinearität im Verlauf 20 auf, die in Fig. 1 stark übertrieben dargestellt ist. Hierbei kann es sich um eine Nichtlinearität handeln, die sich über den gesamten Pegelbereich erstreckt (so genannte integrale Nichtlinearität) oder nur eine Abweichung von der theoretischen Wertedifferenz für den 25 Übergang zwischen zwei Zuständen des Analog-/Digital-Wandlers (so genannte differenzielle Nichtlinearität). Diese Nichtlinearitäten sind auf Unsymmetrien im internen Aufbau des Digital-/Analog-Wandlers (z.B. Unsymmetrien bei Differenzverstärken, Stromquellen, 30 Widerstandsketten usw.) zurückzuführen. Nichtlinearitäten im Übertragungsverhalten führen bei harmonischer Anregung zur Erzeugung von Oberwellen, die wiederum Nebenlinien im Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz darstellen. Da es sich um ein abgetastetes 35 System handelt, kann es zu Aliasing kommen. Diese Aliasing-Effekte führen gemäß Fig. 2 dazu, daß harmonische Nebenlinien oberhalb der 1. Nyquist-Zone in entsprechende nichtharmonische Nebenlinien innerhalb der 1. Nyquist-Zone gefaltet werden können. Problema-

tisch ist, daß derartige nichtharmonische Nebenlinien in der 1. Nyquist-Zone sehr nahe an der Trägerfrequenz zu liegen kommen können. Während die harmonischen Nebenlinien mittels Tiefpaß-Filterung beseitigt werden können, ist dies bei den nichtharmonischen Nebenlinien nahe des Trägers kein gangbarer Weg.

- Nebenlinien aufgrund des nicht idealen dynamischen Verhaltens des Digital-/Analog-Wandlers:

Ab einer gewissen Abtastfrequenz treten verstärkt dynamische Effekte gegenüber den im vorigen Abschnitt beschriebenen statischen Effekten im Übertragungsverhalten des Digital-/Analog-Wandlers in den Vordergrund. Hierbei handelt es sich hauptsächlich um unterschiedliche Anstiegs- und Abfallzeiten sowie um unterschiedliches Überschwingen bei mehrfach verzögertem Übertragungsverhalten in der Phase des Abtastens und Haltens der zeitdiskreten sinusförmigen Stützwerte ("Glitches"). Diese dynamischen Störeffekte sind auf Unsymmetrien und Fehlanpassungen in der internen Struktur des Digital-/Analog-Wandlers (z. B. fehlangepaßte RC-Glieder, unterschiedliche Schaltzeiten sowie fehlende Synchronität einzelner Logikeinheiten usw.) zurückzuführen. Da diese dynamischen Störeffekte periodisch auftreten, entstehen im Frequenzspektrum ebenso unerwünschte Oberwellen (= Nebenlinien), die ab einer bestimmten Frequenz im Vergleich zu den Nebenlinien der zuvor genannten Gründe dominierend sind. Eine Minimierung dieser dynamischen Unregelmäßigkeiten durch ein zusätzliches Abtasten und Halten unter Ausnutzung des dadurch realisierten Glättungseffektes scheidet insbesondere bei höheren Abtastfrequenzen aus, da die Abtastperiode dann kleiner als die Einschwingzeit werden kann.

35

Das Entstehen von Nebenlinien aufgrund eingeschränkter Phasen- und Amplitudenauflösung ist heute weitestgehend beherrschbar. Während eine erhöhte Phasenauflösung beispielsweise über fortgeschrittene Interpolati-

tionsalgorithmen realisiert werden kann, ist eine erhöhte Amplitudenauflösung bei heutigen Digital-/Analog-Wandlern mit 14 Bit Datenwortbreite selbst im oberen Taktfrequenzbereich von 100 MHz und darüber kein wesentliches Problem 5 mehr. Nebenlinien aufgrund von Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie sowie aufgrund von dynamischen Asymmetrien des Digital-/Analog-Wandlers stellen aber bei heutigen direkten digitalen Frequenzsynthesizern ein noch ungelöstes Problem dar.

10

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, den Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Syntheseverfahren mit den Merkmalen gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 1 derart weiterzubilden, daß Nebenlinien im Frequenzspektrum gegenüber dem Signalpegel des Trägers über einen möglichst weiten Ausgangsfrequenzbereich weitest möglich gedämpft werden.

Die Aufgabe der Erfindung wird durch einen 20 Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Syntheseverfahren mit den kennzeichnenden Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

Die Nebenlinien im Frequenzgang des Frequenzsynthesizers 25 stellen höherwertige harmonische Anteile im Ausgangsfrequenzsignal dar. Zur Beseitigung oder zumindest zur Dämpfung dieser Nebenlinien müssen folglich diese höherfrequenten Periodizitäten im Ausgangsfrequenzsignal aufgelöst werden. Die einfachste Möglichkeit, aus einem Signal 30 mit periodischen Signalanteilen ein unperiodisches Signal zu generieren, ist die Überlagerung mit einem unperiodischen Signal. Ein unperiodisches Signal weist einen stochastischen Signalverlauf auf. Ein Rauschsignal ist ein Signal mit einer derartigen 35 Signalverlaufscharakteristik. In dem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer wird deshalb den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten vor der Digital-Analog-Wandelung ein Rauschsignal überlagert, womit die Nebenlinien im Nutzfrequenzband des Frequenzsignals gegenüber dem Signalpegel

des Trägers deutlich reduziert werden. Dieses Verfahren kann von dem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer über einen sehr weiten Frequenzbereich realisiert werden.

5 Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

An das Frequenzspektrum des Rauschsignals werden mehrere Anforderungen gestellt. Einerseits ist ein möglichst hoher 10 Signal-Rausch-Abstand im Frequenzbereich des Nutzsignalbandes, das sich theoretisch bis zur Nyquist-Grenze erstrecken kann, anzustreben. Der erfindungsgemäße Frequenzsynthesizer dämpft das Rauschen im Nutzsignalband - Frequenzbereich beispielsweise zwischen ca. 16 bis 28 15 MHz bei einer Taktfrequenz von 100 MHz - vergleichsweise gleichmäßig. Zusätzlich ist dafür zu sorgen, daß der Gleichanteil sowie die tiefstfrequenten Bereiche des Frequenzspektrums des Rauschsignals weitestgehend verschwinden, da andernfalls bei der Digital-Analog- 20 Wandelung durch Intermodulation der tiefstfrequenten Rauschanteile mit dem Träger Nebenlinien im Frequenzspektrum entstehen, die sehr nahe an der Trägerfrequenz liegen. Diese führen zu einer unnötigen zusätzlichen Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstandes im 25 Nutzband. Schließlich ist auf ein weitestgehend rauschfreies Frequenzspektrum im hoch- und höchstfrequenten Bereich zu achten. All diese Anforderungen an das Frequenzspektrum des Rauschsignals werden durch eine Bandpaßfilterung des weißen Rauschsignals im 30 Niederfrequenzbereich unterhalb des Nutzsignalbandes mittels einer Serienschaltung zweier nicht-rekursiver Filter und eines Differenzieres verwirklicht.

Zur Erzeugung eines möglichst idealen weißen Rauschsignals 35 wird ein Rauschgenerator aus zwei parallel geschalteten Pseudonoisegeneratoren mit einer kombinatorischen Logik zur Verknüpfung der beiden Pseudonoisegenerator-Rauschsignale verwendet. Auf diese Weise wird die

Periodizität eines Pseudonoisegenerator-Rauschsignals auf ein Vielfaches erhöht.

Ein dem direkten digitalen Frequenzsynthesizer 5 nachfolgender Phasenregelkreis sorgt für eine Umsetzung der vom Frequenzsynthesizer erzeugten Referenzfrequenz - beispielsweise im Frequenzbereich zwischen 16 und 28 MHz - in den Hochfrequenzbereich von beispielsweise 900 MHz bis 10 1,8 GHz. Zusätzlich sorgt der Phasenregelkreis aufgrund seiner Tiefpaßcharakteristik für eine zusätzliche Dämpfung 15 der Spektralanteile, die weiterab um das Frequenzsignal liegen und die vom Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter im Anschluß an die Digital-Analog-Wandelung nicht vollständig beseitigt wurden.

15

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung ist in der Zeichnung dargestellt und wird nachfolgend näher beschrieben. Es zeigen:

20 Fig. 1 eine grafische Darstellung einer idealen und realen Übertragungskennlinie eines Digital-Analog-Wandlers;

25 Fig. 2 eine grafische Darstellung eines Frequenzspektrums eines abgetasteten Systems mit Aliasing-Effekten;

30 Fig. 3 ein Schaltbild eines direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik;

Fig. 4 ein Schaltbild eines erfindungsgemäß 35 direkten digitalen Frequenzsynthesizers;

Fig. 5 ein Schaltbild eines erfindungsgemäß 35 verwendbaren Rauschgenerators;

Fig. 6 ein Detail-Schaltbild des Pseudonoise-Rauschgenerators in Fig. 5;

Fig. 7 eine grafische Darstellung des Frequenzspektrums eines erfindungsgemäß verwendbaren Rauschgenerators;

5 Fig. 8 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik;

10 Fig. 9 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers;

15 Fig. 10 ein Schaltbild eines erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizers bestehend aus einem direkten digitalen Frequenzsynthesizer mit nach geschalteten erfindungsgemäßen Phasenregelkreis;

20 Fig. 11 eine graphische Darstellung eines Ausgangssignals eines Frequenzsynthesizers, bestehend aus einem direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik und eines nachgeschalteten Phasenregelkreises und

25 Fig. 12 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines Frequenzsynthesizers, bestehend aus einem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer und einem nachgeschalteten Phasenregelkreis.

30 Der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer wird in einer Ausführungsform nachfolgend ausgehend von einem direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 3 unter Bezugnahme auf Fig. 4, 5, 6 sowie 11 dargestellt.

35 Der direkte digitale Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 3 besteht aus einem Phasenakkumulator 1, der an seinem ersten Eingang 2 von einem Referenztakt R getaktet wird. Im Referenztakt R inkrementiert der

Phasenakkumulator 1 seinen internen Zähler um ein Phaseninkrement, das im Frequenzwort M vorgegeben wird und ihm über seinen zweiten Eingang 3 zugeführt wird. Der Maximalstand des internen Zählers ist durch dessen Bitanzahl NB bestimmt und beträgt 2^{NB-1} . Wird der Maximalstand 2^{NB-1} des internen Zählers durch den Vorgang des Phaseninkrementierens erreicht, so beginnt der interne Zähler wieder von neuem zu inkrementieren und ein zyklischer Inkrementiervorgang mit dem vorgegebenen Phaseninkrement setzt sich fort. Somit wird durch den Phasenakkumulator 1 ein zeitdiskretes zyklisches Phasensignal P generiert, das eine Frequenz f_0 gemäß der Beziehung (1) aufweist:

$$15 \quad f_0 = M * R / 2^{NB} \quad (1)$$

Über die Verbindungsleitung 4 wird dieses zeitdiskrete zyklische Phasensignal P des Phasenakkumulators 1 an den ersten Eingang 5 einer Speichereinheit 6, deren Speicherzellen eine Tabelle mit Sinusfunktionswerten beinhalten, zugeführt. Das vollständige aktuelle Phasenwort oder ein Ausschnitt des aktuellen Phasenwortes des zeitdiskreten zyklischen Phasensignals P wird als Adresse für die Speicherzelle herangezogen, in der der zur Phase gehörige Sinusfunktionswert abgespeichert ist. Nach Adressierung der jeweiligen Speicherzelle der Speichereinheit 6 wird der zur aktuellen Phase korrespondierende Sinusfunktionswert taktsynchron zum am zweiten Eingang 7 anliegenden Referenztakt R ausgelesen und am Ausgang 8 ausgegeben. Am Ausgang 8 der Speichereinheit 6 liegt folglich über die Zeit betrachtet eine Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten an.

Über die Verbindungsleitung 9 wird diese Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten an den ersten Eingang 10 eines Digital-/Analog-Wandlers 11 geführt. Im Takt des Referenztakts R, der dem Digital-/Analog-Wandler 11 über dessen Eingang 12 zugeführt wird, wird die Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten in eine "treppen-

förmige" quasi-analoge sinusförmige Zeitfunktion im Innern des Digital-/Analog-Wandlers 11 gewandelt. Diese quasi-analoge sinusförmige Zeitfunktion wird am Ausgang 13 des Digital-/Analog-Wandlers 11 ausgegeben und über die 5 Verbindungsleitung 14 dem Eingang 15 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 zugeführt.

Im Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 erfolgt eine Bandbegrenzung des vom Digital-/Analog-Wandler 11 erzeugten 10 "treppenförmigen" Sinusfunktionssignals entsprechend dem Nyquistkriterium gemäß Beziehung (2):

$$f_A \geq 2 * f_g \quad (2)$$

15 Am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 entsteht ein geglättetes Sinusfunktionssignal, indem das "treppenförmige" Sinusfunktionssignal am Eingang 15 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 in seiner Bandbreite auf die Grenzfrequenz f_g begrenzt wird, die nach dem Nyquistkriterium kleiner als die halbe Abtastfrequenz f_A sein 20 muß. Dieses geglättete Sinusfunktionssignal stellt das vom direkten digitalen Frequenzsynthesizer erzeugte Ausgangsfrequenzsignal F_{DDS} dar, dessen Frequenz sich aus Beziehung (1) ergibt.

25 Auf der Basis dieses direkten digitalen Frequenzsynthesizers von Fig. 3 nach dem Stand der Technik ist in Fig. 4 der erfundungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer dargestellt, wobei für gleiche Merkmale 30 identische Bezugszeichen zu Fig. 3 verwendet werden.

Die von der Speichereinheit 6 an ihrem Ausgang 8 erzeugte Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten wird über eine Verbindungsleitung 9 einem Eingang 18 einer 35 Addiereinheit 19 zugeführt. In der Addiereinheit 19 wird im Takt eines am Eingang 20 anliegenden Referenztaktes R der Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein am Eingang 21 anliegendes Rauschsignal überlagert. Die Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten, die von einem

Rauschsignal NS überlagert ist, wird am Ausgang 22 der Addiereinheit 19 ausgegeben und über die Verbindungsleitung 23 dem Eingang 10 des Digital-/Analog-Wandlers 11 zugeführt.

5

Das Rauschsignal N, das über eine Verbindungsleitung 24 dem Eingang 21 der Addiereinheit 19 zugeführt wird, wird von einem Rausch-Generator 25 erzeugt. An das Frequenzspektrum des Rauschsignals NS werden folgende

10 Anforderungen gestellt:

- kein Gleichanteil im Rauschsignal NS, um einen unerwünschten Offset des aus zeitdiskreten Rauschsignal und zeitdiskreten Sinusfunktionswerten zusammengesetzten diskreten Frequenzsignals am Ausgang der Addiereinheit zu vermeiden,
- möglichst geringer Rauschpegel im Nutzsignalband im Hinblick auf einen guten Signal-Rausch-Abstand und
- möglichst geringer Rauschpegel im Niedrigstfrequenzbereich, um Intermodulationen zwischen niedrigstfrequenten Rauschsignalanteilen und der Trägerfrequenz im Hinblick auf unerwünschte Bildung von trägernahen Nebenlinien im Frequenzspektrum zu vermeiden.

25 Da es sich bei dem Rauschsignal NS um ein abgetastetes Signal handelt, erscheinen im Frequenzspektrum des Rauschsignals NS oberhalb der Nyquistgrenze ($0,5 * f_s$) periodische Wiederholungen des Frequenzspektrums in der 1. Nyquist-Zone. Da die Abtastfrequenz f_s des Rauschsignals 30 mit 25 MHz in unserem Beispiel in den Bereich des Nutzsignalbandes (zwischen 16 und 28 MHz) fällt, sind insbesondere die Spektralanteile des Rauschsignals an den Rändern der 1. Nyquist-Zone (beispielsweise bei 1 MHz oder bei 24 MHz) zu dämpfen. Hierzu wird ein digitales Filter 35 verwendet, das zusätzlich die Abtastfrequenz f_s des Rauschsignals mittels Interpolation um den Faktor 2, 4, 8 usw. erhöht (upsampling). Höherfrequente Spektralanteile im Rauschsignal aufgrund der Periodizitäten im Frequenzspektrum werden, um die Struktur des digitalen

Filters nicht zu komplex zu gestalten, durch das Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 im Anschluß an den Digital-Analog-Wandler 11 gefiltert.

- 5 Im erfindungsgemäßen Rauschgenerator gem. Fig. 5 wird die Interpolation des zeitdiskreten Rauschsignals auf eine höhere Abtastfrequenz (upsampling) gleichzeitig mit der spektralen Ausbildung des Rauschsignals entsprechend den oben genannten drei Anforderungen in einer digitalen
- 10 Filterstruktur realisiert. Da die Anforderungen an das Frequenzspektrum des Rauschsignals vergleichsweise komplex sind, wird diese Aufgabe im erfindungsgemäßen Rauschgenerator auf zwei digitale Filter verteilt. In jedem der beiden digitalen Filter erfolgt eine Interpolation des
- 15 Rauschsignals auf eine jeweils doppelte Abtastfrequenz.

Um in der Addiereinheit 19 im Takt der Referenzfrequenz R den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein Rauschsignal NS mit der gleichen Abtastfrequenz sinnvoll zuzuführen, ist

- 20 auf Grund der Frequenzvervierfachung des Rauschsignals im Rauschgenerator 25 eine Taktung des Rauschgenerators 25 mit einer gegenüber der Referenzfrequenz R vierfach reduzierten Frequenz erforderlich. Diese vierfach gegenüber der Referenzfrequenz R reduzierte
- 25 Taktungsfrequenz RR des Rauschgenerators 25 wird über einen Frequenzteiler 27 erzeugt, an dessen Eingang 28 das Referenzsignal R anliegt. Die gegenüber der Referenzfrequenz R vierfach reduzierte Taktungsfrequenz RR des Rauschgenerators 25 wird über die Verbindungsleitung 26
- 30 dem Rauschgenerator 25 vom Frequenzteiler 27 zugeführt.

Der Rauschgenerator 25 besteht gemäß Fig. 5 aus einem Pseudonoise-Rauschgenerator 29. Hierbei handelt es sich im allgemeinen um ein rückgekoppeltes Schieberegister, das

- 35 vom z. B. vierfach gegenüber dem Referenztakt R reduzierten Taktungssignal RR am Eingang 41 gespeist wird. Durch die Rückkopplung des Schieberegisters ergibt sich am Ausgang des Schieberegisters eine endliche Folge von diskreten Abtastwerten, deren Signalpegel quasi

stochastisch verteilt sind, aber eine Periodizität aufweisen.

Um diese Periodizität der diskreten Abtastwerte zu verlängern, besteht der Pseudonoise-Rauschgenerator gemäß Fig. 6 vorzugsweise aus einer Parallelschaltung eines ersten Pseudonoise-Rauschgenerators 30 und eines zweiten Pseudonoise-Rauschgenerators 31, die beide über die Verbindungsleitung 26 am Eingang 41 von der vierfach gegenüber der Referenzfrequenz R reduzierten Taktungsfrequenz RR gespeist werden. Deren Ausgänge 32 und 33 werden über die Verbindungsleitung 34 und 35 mit der kombinatorischen Logik-Einheit 36 verbunden. Die kombinatorische Logik-Einheit 36 verknüpft die beiden Rauschsignale des Pseudonoise-Rauschgenerators 30 und 31, die beide einer Periodizität unterworfen sind, entsprechend einer kombinatorischen Verknüpfungslogik. Auf diese Weise entsteht am Ausgang 37 des Pseudonoise-Rauschgenerators 29 ein Rauschsignal, dessen Periodizitätsintervall gegenüber den Periodizitätsintervallen des ersten und zweiten Pseudonoise-Rauschgenerators 30 und 31 deutlich länger ist.

Über die Verbindungsleitung 38 wird dieses Rauschsignal dem Eingang 39 eines ersten nicht-rekursiven Filters 40 zugeführt. Im ersten nicht-rekursiven Filter 40 erfolgt eine Frequenzerhöhung des um den Faktor vier gegenüber der Referenzfrequenz R in seiner Frequenz reduzierten Rauschsignals um einen Faktor zwei mittels Interpolation. Neben einer Frequenzverdopplung des Rauschsignals mittels Interpolation führt das erste nicht-rekursive Filter 40 in Kombination mit dem zweiten nicht-rekursiven Filter 41 eine Filterung des Rauschsignals entsprechend den oben genannten drei Anforderungen an das Frequenzspektrum des Rauschsignals durch. Das Frequenzspektrum des ersten nicht-rekursiven Filters (FIR1-Filter) 40 weist gemäß Fig. 7 einen bandsperre-ähnlichen Frequenzverlauf (gestrichelte Linie) auf, der insbesondere im Bereich des Nutzsignalbandes - Frequenzbereichs beispielsweise zwischen 17 MHz

und 28 MHz - ein stark dämpfendes Übertragungsverhalten besitzt.

Am Ausgang 42 des ersten nicht-rekursiven Filters 40 liegt 5 aufgrund der Interpolation ein Rauschsignal mit der halben Referenzfrequenz vor. Dieses wird über die Verbindungsleitung 43 dem Eingang 44 eines Differenzierers 45 zugeführt. Im Differenzierer 45 erfolgt über eine einfache (oder mehrfache) Differenzenbildung des 10 zeitdiskreten Rauschsignals eine Unterdrückung des Gleichanteils sowie niedrigstfrequenter Frequenzanteile im Rauschsignal. Der Frequenzgang des Differenzieres 45 ist in Fig. 7 dargestellt (strich-punktierte Linie) und weist nicht nur im niedrigsten Frequenzbereich, sondern auch im 15 Bereich des Nutzsignalbandes bei ca. 25 MHz deutlich ausgeprägte Dämpfungsmaxima auf.

Das durch den Differenzierer 45 im wesentlichen differenzierte Rauschsignal wird am Ausgang 46 des Differenzierers 45 ausgegeben und über eine Verbindungsleitung 47 dem Eingang 48 des zweiten nicht-rekursiven Filters 41 zugeführt. Im zweiten nicht-rekursiven Filter 41 erfolgt eine Anhebung der Abtastfrequenz des gegenüber der Referenzfrequenz R in seiner Frequenz zweifach reduzierten Rauschsignals um den Faktor zwei mittels Interpolation, so daß am Ausgang 49 des zweiten nicht-rekursiven Filters 41 ein Rauschsignal anliegt, dessen Frequenz der Referenzfrequenz R entspricht. In Fig. 7 ist der Frequenzgang des zweiten nicht-rekursiven Filters 30 (FIR-2-Filter) 41 dargestellt (durchgezogene Linie), welcher im wesentlichen eine Tiefpaßcharakteristik hat.

Die Kombination der Frequenzgänge des ersten nicht-rekursiven Filters 40, des Differenzierers 45 und des 35 zweiten nicht-rekursiven Filters 41 ergibt den Gesamtfrequenzgang (durchgezogene Linie mit diskreten Punkten) der dem Pseudorauschgenerator 29 nachfolgenden digitalen Filterstruktur. Zu erkennen ist die klare Dämpfungscharakteristik im Frequenzursprung sowie in

niedrigstfrequenten Bereich. Daneben im Frequenzbereich bis zum Nutzsignalband ist das Bandpaßverhalten der gesamten Filterstruktur zur Erzeugung eines niederfrequenten Rauschspektrums klar erkennbar. Im Bereich des Nutzsignalbandes erfolgt ein von allen drei digitalen Filtern 40, 41 und 45 gleichzeitig und vergleichsweise gleichmäßig über das gesamte Nutzsignalband realisiertes Dämpfungsverhalten zur Erzielung eines optimalen Signal-Rausch-Abstandes. Schließlich ist im hoch- bzw. höchstfrequenten Frequenzbereich oberhalb des Nutzsignalbandes ein ausreichendes Dämpfungsverhalten zur Beseitigung der Frequenzanteile des Rauschsignals ab der Nyquistgrenze erkennbar.

15 Im erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizer wird gemäß Fig. 4 das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anstehende geglättete Ausgangsfrequenzsignal über die Verbindungsleitung 50 dem Eingang 51 eines analogen Hochpaßfilters 52 zugeführt. In diesem analogen Hochpaßfilter 52 erfolgt die Trennung des verrauschten Ausgangsfrequenzsignals vom niederfrequenten Rauschsignal.

25 In Fig. 8 ist das Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals des direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik, das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anliegt, ersichtlich. Zu erkennen ist der Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals F_{dds} bei einer Frequenz von 19 MHz, die vom direkten digitalen Frequenzsynthesizer bei einer Referenzfrequenz R von 100 MHz erzeugt wird. In der grafischen Darstellung der Fig. 8 sind die durch Nichtlinearitäten der Übertragungskennlinie sowie durch nicht optimales dynamisches Verhalten des Digital-/Analog-Wandlers 11 bedingten Nebenlinien 54 bei den Frequenzen 38 MHz und 57 MHz deutlich sichtbar. Der Nebenlinienabstand beträgt jeweils -70 dBc und -78 dBc.

In Fig. 9 ist dagegen das Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals F_{DDS} des erfindungsgemäßen diskreten digitalen Frequenzsynthesizers, das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anliegt, dargestellt. Im dargestellten Beispiel ist der aus zeitdiskreten Sinusfunktionswerten und zeitdiskretem Rauschsignal NS zusammengesetzte Signalpegel am Ausgang 22 der Addierereinheit 19 um einen einstellbaren Faktor zwei reduziert. Der Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals F_{DDS} des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers in Fig. 9 ist deshalb gegenüber dem Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals F_{DDS} des direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 8 um 6 dB abgesenkt. Dieser Umstand verschlechtert den Signal-Rausch-Abstand des Ausgangsfrequenzsignals F_{DDS} konsequenterweise auch um 6 dB. In Fig. 9 ist die deutliche Abschwächung der Nebenlinien zu erkennen (die Nebenlinie 54 des Ausgangsfrequenzsignals F_{DDS} des erfindungsgemäßen diskreten digitalen Frequenzsynthesizers bei der Frequenz 38 MHz weist einen Nebenlinienabstand von -78dBc auf, die Nebenlinien 54 bei der Frequenz 55 MHz weisen einen Nebenlinienabstand < -80 dBc auf).

In Fig. 9 ist auch der niedrfrequente Rauschsignalanteil 25 55 im Frequenzbereich zwischen 0 MHz und ca. 15 MHz erkennbar, der nachfolgend durch das analoge Hochpaßfilter 52 unterdrückt wird. Restrauschanteile im Ausgangsfrequenzsignal F_{DDS} nach der Filterung durch das analoge Hochpaßfilter 52 werden durch einen nachfolgenden 30 Phasenregelkreis 56 gemäß Fig. 10 gedämpft.

In der Gesamtdarstellung eines Frequenzsynthesizers gemäß Fig. 10 ist der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer und ein nachfolgender Phasenregelkreis 56 zu erkennen. Der direkte digitale Frequenzsynthesizer besteht gemäß Fig. 4 aus einer erfindungsgemäßen Einheit 57, die sich aus dem Phasenakkumulator 1, der Speichereinheit mit Sinustabelle 6, der Addiereinheit 19, dem Frequenzteiler 27 und dem Rauschgenerator 25

zusammensetzt, einem nachfolgenden Digital-/Analog-Wandler 11, einem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 und einem in Fig. 10 nicht dargestellten analogen Hochpaßfilter 52.

5 Der Phasenregelkreis 56 hat die Aufgabe, das Ausgangsfrequenzsignal F_{DDS} des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers am Ausgang 57 des analogen Hochpaßfilters 52 - im Bereich beispielsweise zwischen ca. 17 MHz und 28 MHz - auf ein Hochfrequenzsignal - im 10 Bereich beispielsweise zwischen 900 MHz und 1,8 GHz - zu transformieren. Hierzu wird das Ausgangsfrequenzsignal F_{DDS} über die Verbindungsleitung 58 als Referenzsignal dem ersten Eingang 59 eines Phasendetektors 60 zugeführt. An den zweiten Eingang 62 des Phasendetektors 60 wird das 15 rückgekoppelte und evtl. frequenzgeteilte Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 zurückgeführt.

Im Phasendetektor 60 erfolgt die Bildung der Regeldifferenz aus dem als Referenzsignal dienenden Ausgangsfrequenzsignal F_{DDS} des direkten digitalen Frequenzsynthesizers und dem rückgekoppelten und frequenzgeteilten Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56. Diese Regeldifferenz am Ausgang 63 des Phasendetektors 60 wird über die Verbindungsleitung 64 dem Eingang 65 des 25 Regelfilters 66 zugeführt. Im Regelfilter 66 erfolgt eine dynamische Bewertung der Regeldifferenz zur Erzielung eines optimalen dynamischen und stationären Regelverhaltens des Phasenregelkreises 56 (geringstmögliche Einschwingzeit, minimiertes Überschwingen, minimale stationäre Regelabweichung usw.). Auf diese Weise wird das 30 Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 optimal dem als Referenzgröße dienenden Ausgangsfrequenzsignal F_{DDS} des direkten digitalen Frequenzsynthesizers zur Frequenzdifferenzbildung rückgeführt.

35

Über die Verbindungsleitung 67 wird die am Ausgang 68 des Regelfilters 66 anliegende Ausgangsregelgröße dem Eingang 69 des spannungsgesteuerten Frequenzoszillators 70 zugeführt. Der spannungsgesteuerte Frequenzoszillator 70

erzeugt auf Basis der Ausgangsregelgröße das korrespondierende hochfrequente Ausgangfrequenzsignal F_{PLL} am Ausgang 71.

5 Das am Ausgang 71 des spannungsgesteuerten Frequenz-
oszillators 70 anliegende Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} wird
dem ersten Eingang 73 des Mischers 74 über die Verbin-
dungsleitung 72 zugeführt. Am zweiten Eingang 75 des
10 Mischers 74 liegt ein spektral sehr reines Misch-
frequenzsignal F_m an, das in der gleichen Größenordnung
wie das Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} ist und nur in einem
groben Frequenzraster eingestellt werden kann. Der Mischer
74 generiert an seinem Ausgang 76 ein Frequenzsignal, das
der Differenz zwischen dem Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des
15 Phasenregelkreises 56 und dem am Trägersignaleingang 75
anliegenden grob-rasterigen Mischfrequenzsignal F_m
entspricht. Auf diese Weise wird eine Frequenzreduzierung
des Ausgangsfrequenzsignals F_{PLL} des Phasenregelkreises 56
in Analogie zu einem Phasenregelkreis mit Frequenzteiler
20 mit Rückkopplungszweig ohne die dabei nötige Frequenz-
division des Ausgangsfrequenzsignals um den Faktor N, die
wie oben dargestellt zu einer deutlichen Erhöhung des
Phasenrauschens am Ausgang des Phasenregelkreises führt,
vorgenommen.

25

Das vom Mischer 74 an seinem Ausgang 76 ebenfalls erzeugte
weitere Frequenzsignal, das der Summe zwischen dem
Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 und
dem am zweiten Eingang 75 anliegenden grob-rasterigen
30 Mischfrequenzsignal F_m entspricht, wird von einem dem
Mischer 74 nachfolgenden Tiefpaßfilter 77 unterdrückt.

Das grobrasterige, spektral sehr reine Mischfrequenzsignal
 F_m am zweiten Eingang 75 des Mischers 74 wird entweder
35 über einen Frequenzvervielfacher aus einer spektral sehr
reinen Festfrequenz oder mit Hilfe eines zweiten
Phasenregelkreis erzeugt.

Das über den Mischer 74 umgesetzte Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 wird nach einer Tiefpaßfilterung mittels Tiefpaßfilter 77 über die Verbindungsleitungen 80 und 81 und einen Schalter 79 in 5 der die Verbindungsleitung 80 und 81 miteinander verbindenden Schalterstellung einem Frequenzteiler 78 zugeführt. Dieser Frequenzteiler 78, der optional eingesetzt werden kann, führt nur noch eine Frequenzteilung des bereits durch den Mischer 74 10 umgesetzten Ausgangsfrequenzsignals F_{PLL} im kleinen Umfang durch. Mit dem Einsatz des Frequenzteilers 78 kann die Umsetzung des Ausgangsfrequenzsignals F_{PLL} des Phasenregelkreises entsprechend dem Teilungsfaktor des Frequenzteilers 78 größer ausgelegt werden.

15

Über die Verbindungsleitungen 82 und 83 und den Schalter 79 in der die Verbindungsleitungen 82 und 83 miteinander verbindenden Schalterstellung wird das frequenzgeteilte Ausgangssignal des Frequenzteilers 78 an den zweiten 20 Eingang 62 des Phasendetektors 60 geführt. Wird der Schalter 79 dagegen in der anderen Schalterstellung gehalten, so wird das frequenzreduzierte Ausgangssignal des Mischers 74 nach einer Tiefpaßfilterung mittels Tiefpaßfilter 77 ohne Frequenzteilung durch den 25 Frequenzteiler 78 über die Verbindungsleitung 80, die Direktverbindung 84 und die Verbindungsleitung 83 dem zweiten Eingang 62 des Phasendetektors 60 zugeführt.

30 In Fig. 11 ist das Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 mit vorgeschaltetem direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik ohne Überlagerung der diskreten Sinusfunktionswerte mit einem diskreten Rauschsignal NS dargestellt. Das Ausgangsfrequenzsignal F_{DDS} des direkten digitalen Frequenzsynthesizers wird bei einer Taktung des direkten digitalen Frequenzsynthesizers mit einer Referenzfrequenz von im dargestellten Beispiel 100 MHz auf eine Frequenz von 35 16,666 MHz eingestellt. Bei einer Einspeisung eines Mischfrequenzsignals F_m von 934 MHz am Trägersignaleingang

75 des Modulators 74 und einer Frequenzteilung am Frequenzteiler 78 um den Faktor 4 ergibt sich ein Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 von 1,000664 GHz (934 MHz + 4 * 16,666 MHz = 1,000664 GHz).

5

Deutlich ist der Nutzpegel 85 dieses Ausgangsfrequenzsignals F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 bei der Frequenz 1,000664 GHz im Frequenzspektrum in Fig. 11 zu erkennen. Auch die Nebenlinien 86, die trägernah am Nutzpegel 85 bei 10 den Frequenzen 1,000664 GHz + $k * 4$ kHz ($k = 1, 2, 3, 4, 5$ usw.) aufgrund vorhandener Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie sowie nicht-idealer dynamischer Verhältnisse im Digital-/Analog-Wandler 11 auftreten, sind klar in Fig. 11 zu identifizieren. Die entsprechenden 15 Nebenlinienabstände betragen jeweils -75dBc, -82dBc, -83dBc, -95dBc, -90dBc, -93dBc, -89dBc und -87dBc.

Die Nebenlinien 86 im Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 liegen sehr 20 trägernah an der Frequenz des Nutzsignalpegels ($|f| < 1,000664$ GHz + 50 kHz). Nach der Regeldifferenzbildung im Phasendetektor 60 liegen die Frequenzen der Nebenlinien am Eingang 65 des Regelfilters 66 in einem Frequenzbereich 25 kleiner 50 kHz und werden von der Regeldynamik des Regelfilters 65, die die Regeldynamik des offenen Phasenregelkreises 56 - Amplituden- bzw. Phasendurchgangsfrequenz des offenen Phasenregelkreises 56 liegt in Größenordnungen von 500 kHz - im wesentlichen bestimmt, nicht unterdrückt.

30

In Fig. 12 ist dagegen das Ausgangsfrequenzsignal F_{PLL} des Phasenregelkreises 56 mit vorgeschaltetem erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizer dargestellt. Zu erkennen ist der Nutzsignalpegel 85 bei einer 35 Frequenz von 1,000664 GHz. Die Nebenlinien werden vergleichsweise gut unterdrückt. Die Nebenlinie 86 bei der Frequenz 1,000664 GHz + 8 kHz ist im Spektrum noch leicht zu erkennen. Ihr Nebenlinienabstand beträgt -93 dBc. Aufgrund der Frequenzteilung mit Faktor vier im

Phasenregelkreis 56 ergibt sich für diese Nebenlinie ein Nebenlinienabstand von -105dBc bei Bezug zum Ausgangsfrequenzsignal F_{dds} des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers. Die restlichen Nebenlinien 5 weisen alle einen Nebenlinienabstand > -100 dBc auf, was mit anderen direkten digitalen Frequenzsynthesizern mit nachgeschalteten Phasenregelkreis bisher noch nicht realisiert wurde.

10 Die Erfindung ist nicht auf die dargestellten Ausführungsbeispiele beschränkt. Alle Merkmale der Ausführungsbeispiele sind beliebig miteinander kombinierbar.

Ansprüche

1. Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren, mit
 - 5 einem Phasenakkumulator (1) zum zyklischen Inkrementieren eines Phasensignals (P) um ein am Eingang (3) des Phasenakkumulators (1) anliegendes Phaseninkrement (M), einer Speichereinheit (6) mit einer in deren Speicherzellen abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten zur Ermittlung von zu Phasenwerten des Phasensignals (P) korrespondierenden Sinusfunktionswerten, einem Digital-/Analogwandler (11) zur Wandlung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte in eine quasi analoge, sinusförmige Zeitfunktion und
 - 10 einem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter (16) zur Glättung der quasi analogen sinusförmigen Zeitfunktion,
dadurch gekennzeichnet, daß in einer Addiereinheit (19), die zwischen der Speichereinheit (6) und dem Digital-/Analog-Wandler (11) zwischengeschaltet ist, den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein nicht-periodisches Signal (NS) überlagert wird.
 - 15
2. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet, daß das nicht-periodische Signal (NS) ein Rauschsignal ist.
- 25
3. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet, daß das nicht-periodische Signal (NS) ein im Niederfrequenzbereich bandpaßgefiltertes Rauschsignal ist.
- 30
4. Frequenzsynthesizer nach einem der Ansprüche 1 bis 3,
dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenakkumulator (1), die Speichereinheit (6), die Addiereinheit (19) und der Digital-/Analogwandler (11) von einer gemeinsamen Referenzfrequenz (R) synchron getaktet sind.
- 35

5. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 4,
dadurch gekennzeichnet,
daß das im Niederfrequenzbereich bandpaßgefilterte Rausch-
5 signal von einem Rauschgenerator (25) erzeugt wird, der
von einem frequenzgeteilten Referenztakt (RR) angesteuert
wird, der aus dem gemeinsamen Referenztakt (R) unter
Zwischenschaltung eines Frequenzteilers (27) gewonnen
wird.

10 6. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,
daß der frequenzgeteilte Referenztakt (RR) eine gegenüber
dem gemeinsamen Referenztakt (R) mehrfach reduzierte
15 Frequenz aufweist.

7. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 6,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Rauschgenerator (25)
20 einen Pseudonoise-Rauschgenerator (29) zur Erzeugung eines
Rauschsignals mit einer gegenüber dem gemeinsamen
Referenztakt (R) mehrfach reduzierten Taktfrequenz,
ein erstes nicht-rekursives Filter (40) zur Interpolation
des vom Pseudonoise-Rauschgenerator (29) erzeugten
25 Rauschsignals auf ein Rauschsignal mit einer gegenüber dem
gemeinsamen Referenzsignal (R) mehrfach reduzierten
Taktfrequenz,
einen Differenzierer (45) zur Filterung eines
Gleichanteils und niederfrequenter Anteile aus dem vom
30 ersten nicht-rekursiven Filter (40) erzeugten Rauschsignal
und
ein zweites nicht-rekursives Filter (41) zur Interpolation
des vom Differenzierer (45) erzeugten Rauschsignals auf
ein Rauschsignal mit einer der gemeinsamen
35 Referenzfrequenz (R) entsprechenden Taktfrequenz,
aufweist.

8. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 7,
dadurch gekennzeichnet,

daß die Frequenz des frequenzgeteilten Referenztaktes (RR) und die Frequenzbegrenzung des vom Pseudonoise-Rauschgenerator (29) erzeugten Rauschsignals vierfach und die Frequenzbegrenzung des vom ersten nicht-rekursiven 5 Filter (40) erzeugten Rauschsignals zweifach reduziert gegenüber der gemeinsamen Referenzfrequenz (R) ist.

9. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 7 oder 8,
dadurch gekennzeichnet,

10 daß der Pseudonoise-Rauschgenerator (29) aus zwei parallel geschalteten Pseudonoise-Rauschgeneratoren (30, 31) besteht, deren Ausgänge (32, 33) über eine kombinatorische Logik-Einheit (36) miteinander verknüpft sind.

15 10. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß dem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter (16) ein analoges Hochpaßfilter (52) zur Unterdrückung des im Niederfrequenzbereich bandpaßgefilterte Rauschsignals in einem 20 Ausgangssignal des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters (16) nachfolgt.

11. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 10,
dadurch gekennzeichnet,

25 daß der Ausgang (57) des analogen Hochpaßfilters (52) an den ersten Eingang (59) eines Phasenregelkreises (56) geführt ist.

12. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 11,
30 **dadurch gekennzeichnet,**
daß der Phasenregelkreis (56)
einen Phasendetektor (60) zur Ermittlung der Regeldifferenz zwischen einem am Ausgang (57) des analogen Hochpaßfilters (52) anliegenden Ausgangsfrequenzsignal 35 (F_{DDS}) des Frequenzsynthesizers und einem frequenzgeteilten Ausgangsfrequenzsignal (F_{PLL}) des Phasenregelkreises (56), ein Regelfilter (66) zur dynamischen Bewertung der am Ausgang (63) des Phasendetektors (60) anliegenden Regeldifferenz,

einen spannungsgesteuerten Frequenzoszillator (70) zur Erzeugung eines Ausgangsfrequenzsignals (F_{PLL}) in Abhängigkeit von einem Ausgangssignal des Regelfilters (66),

5 einen Mischer (74) sowie einen nachgeschalteten Tiefpaß (77) zur groben Umsetzung des Ausgangsfrequenzsignals (F_{PLL}) um den Wert eines am Mischer (74) anliegenden, grob-rasterigen Mischfrequenzsignals (F_m), aufweist.

10

13. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 12, **dadurch gekennzeichnet**,

daß dem Mischer (74) ein Frequenzteiler (78) zur Frequenzteilung des durch den Mischer (74) grob umgesetzten Ausgangsfrequenzsignals (F_{PLL}) und ein Schalterelement (79), über das der Frequenzteiler (78) über eine Direktverbindung (84) überbrückbar ist, nachgeschaltet ist.

20 14. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 12 oder 13, **dadurch gekennzeichnet**,

daß das dem Mischer (74) des Phasenregelkreises (56) zugeführte grob-rasterige Mischfrequenzsignal (F_m) von einem zweiten Phasenregelkreis oder durch Umsetzung aus 25 der gemeinsamen Referenzfrequenz (R) erzeugt wird.

1/6

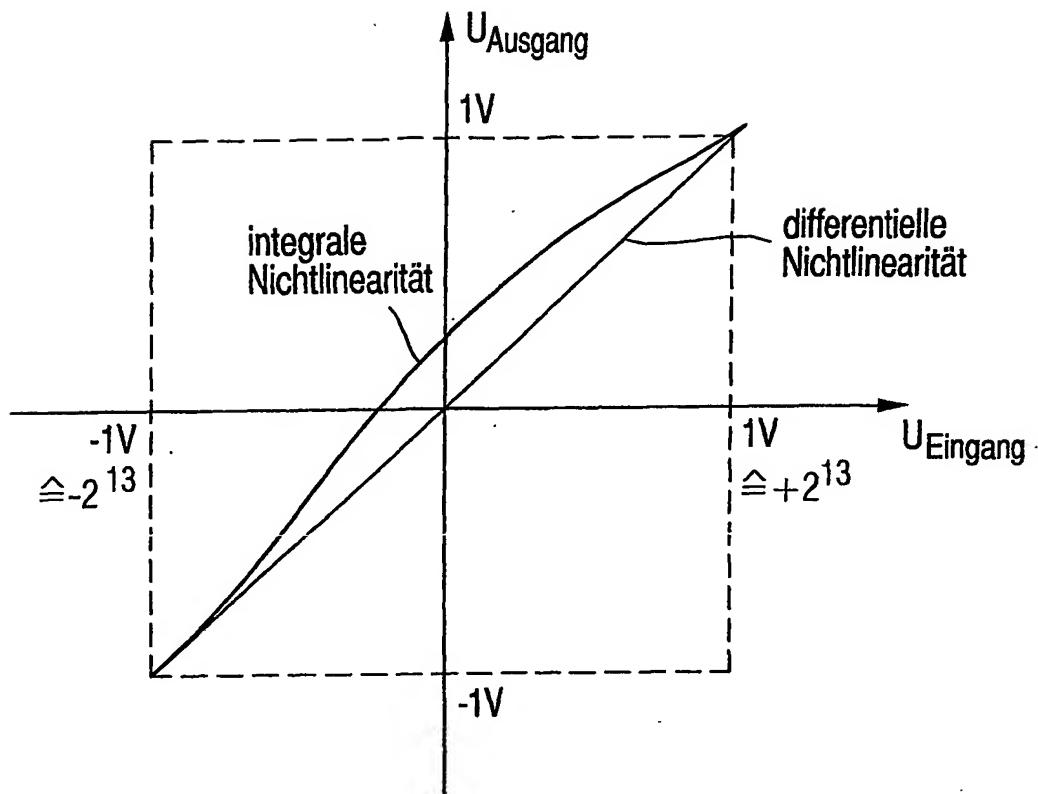


Fig. 1

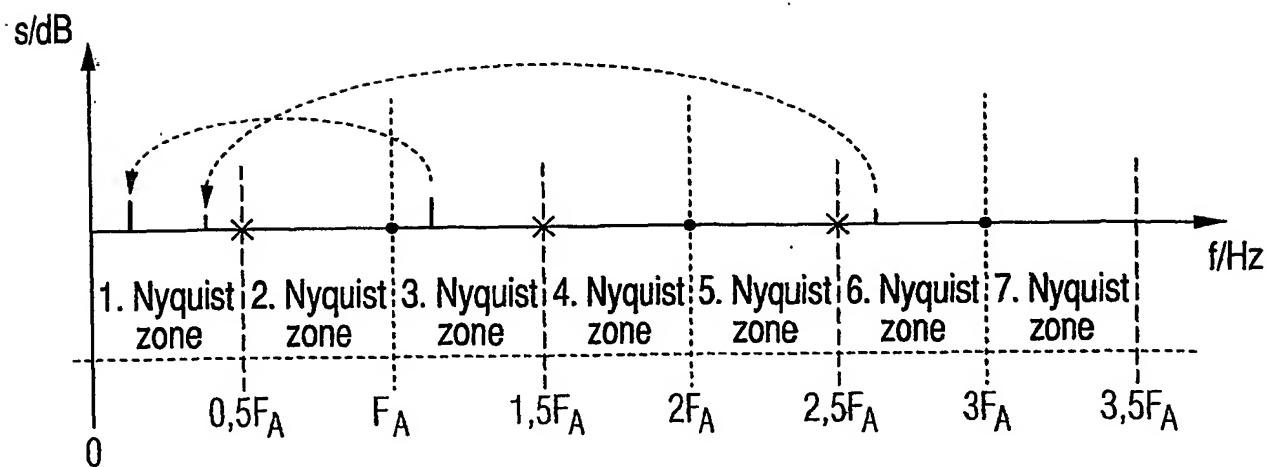


Fig. 2

2/6

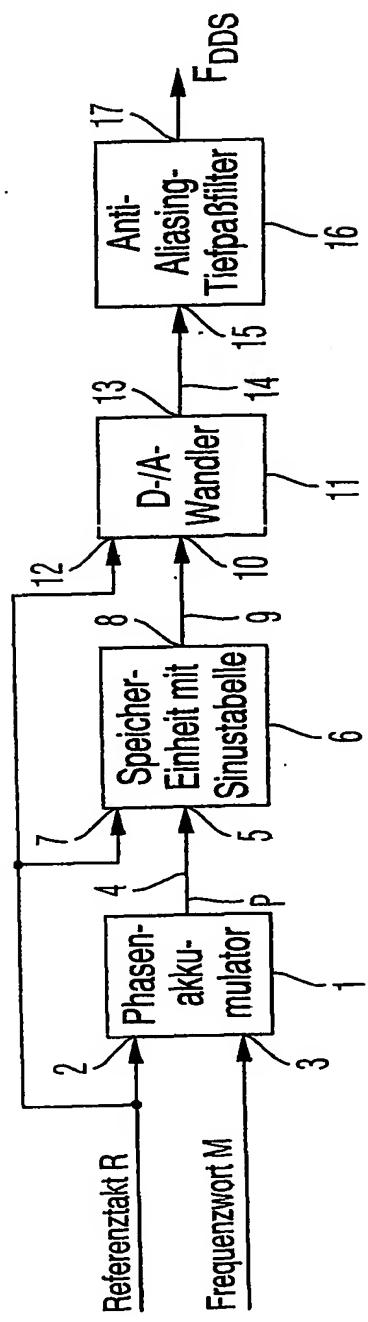


Fig. 3
(Stand der Technik)

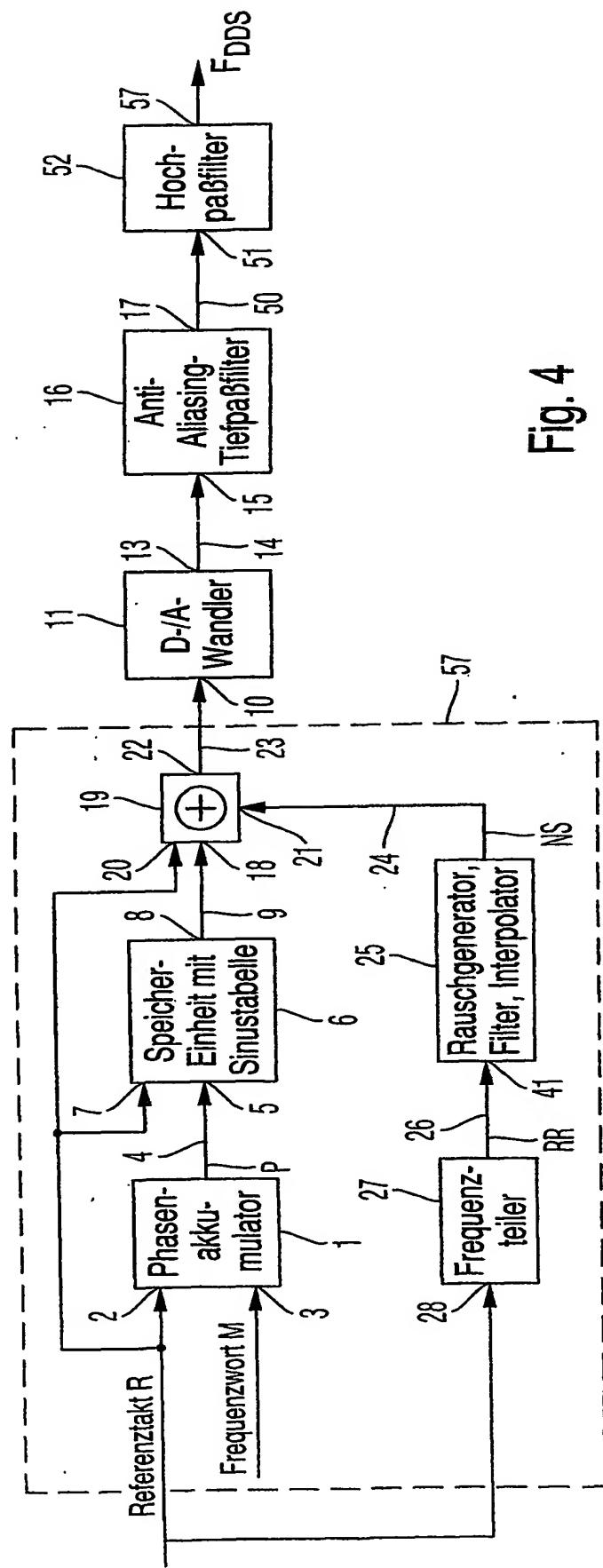


Fig. 4

3/6

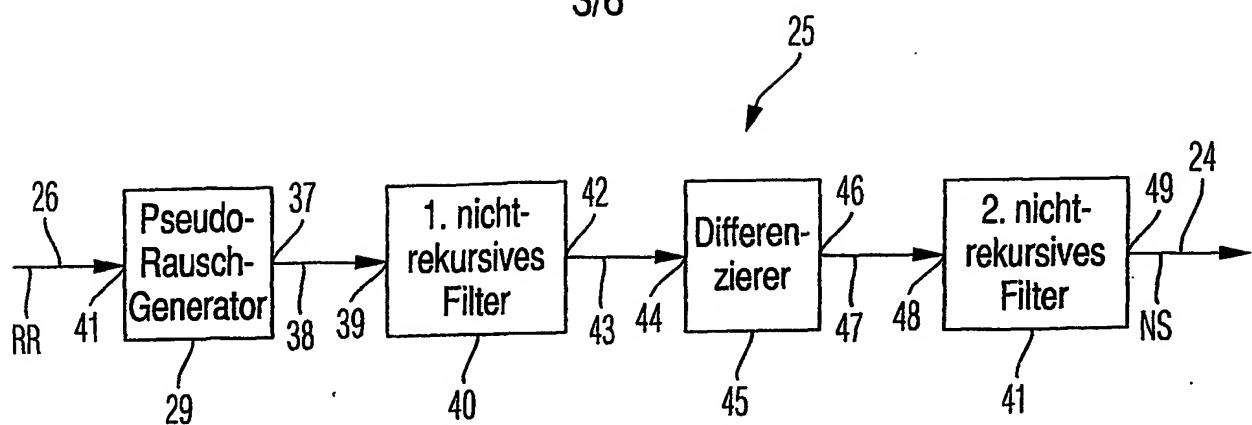


Fig. 5

Fig. 6

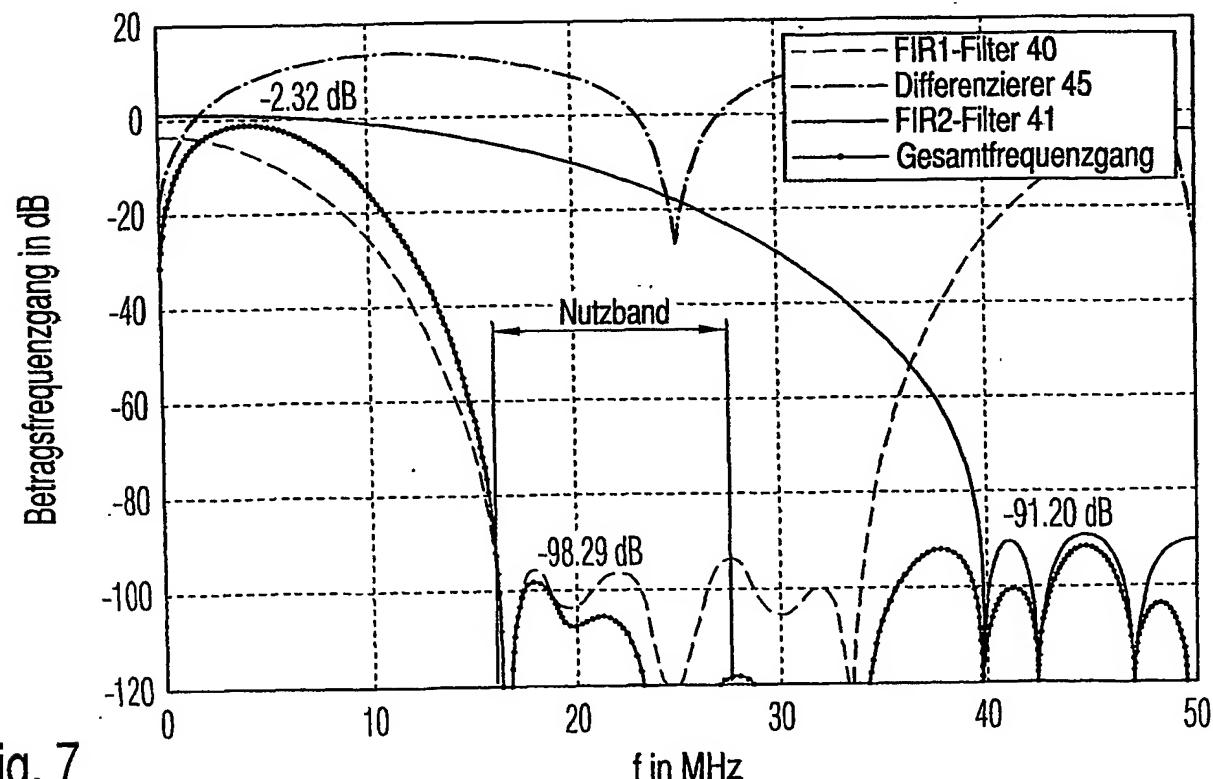
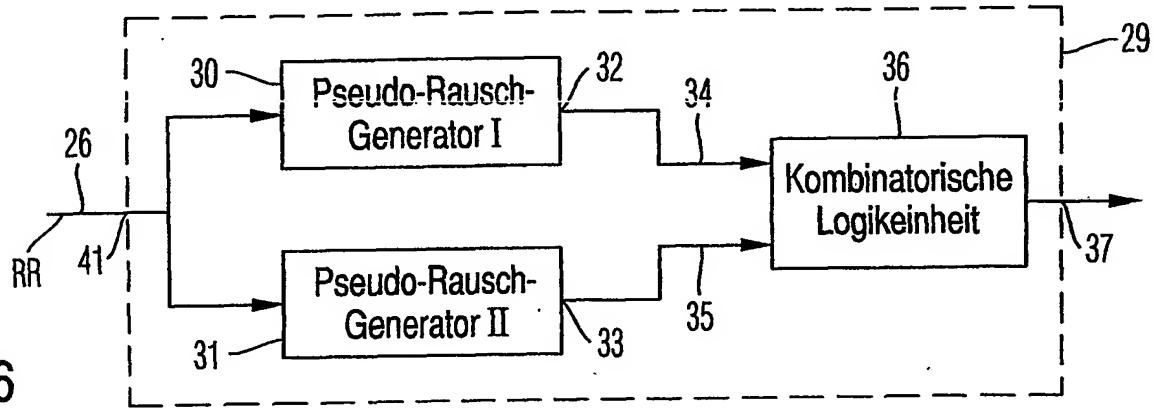


Fig. 7

4/6

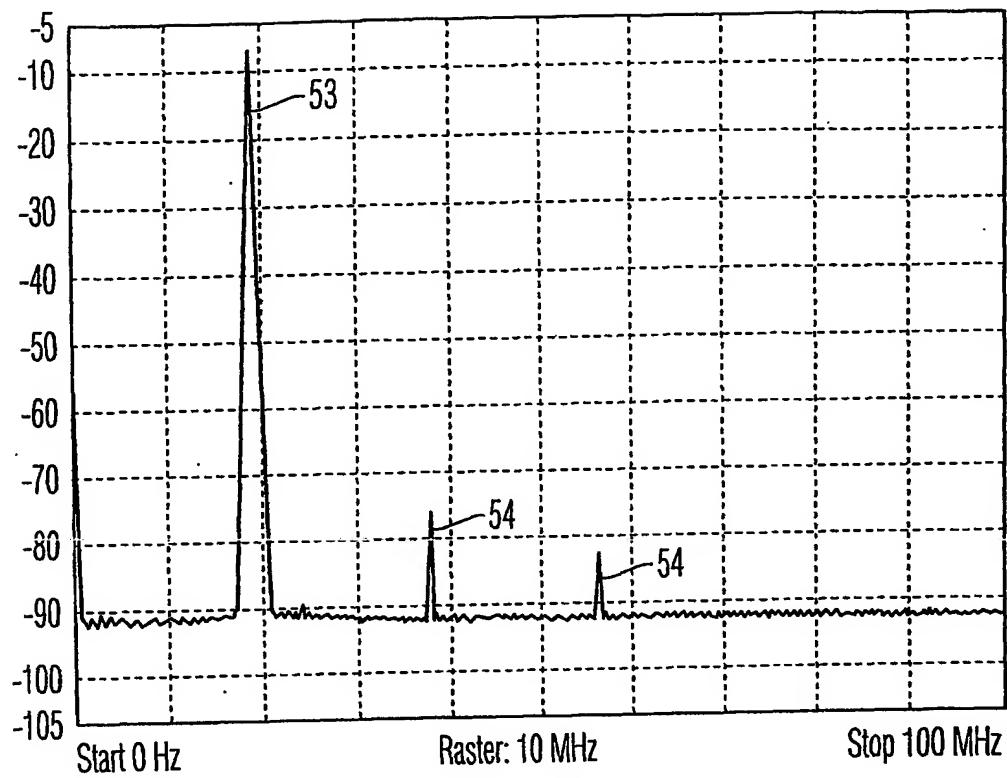


Fig. 8 (Stand der Technik)

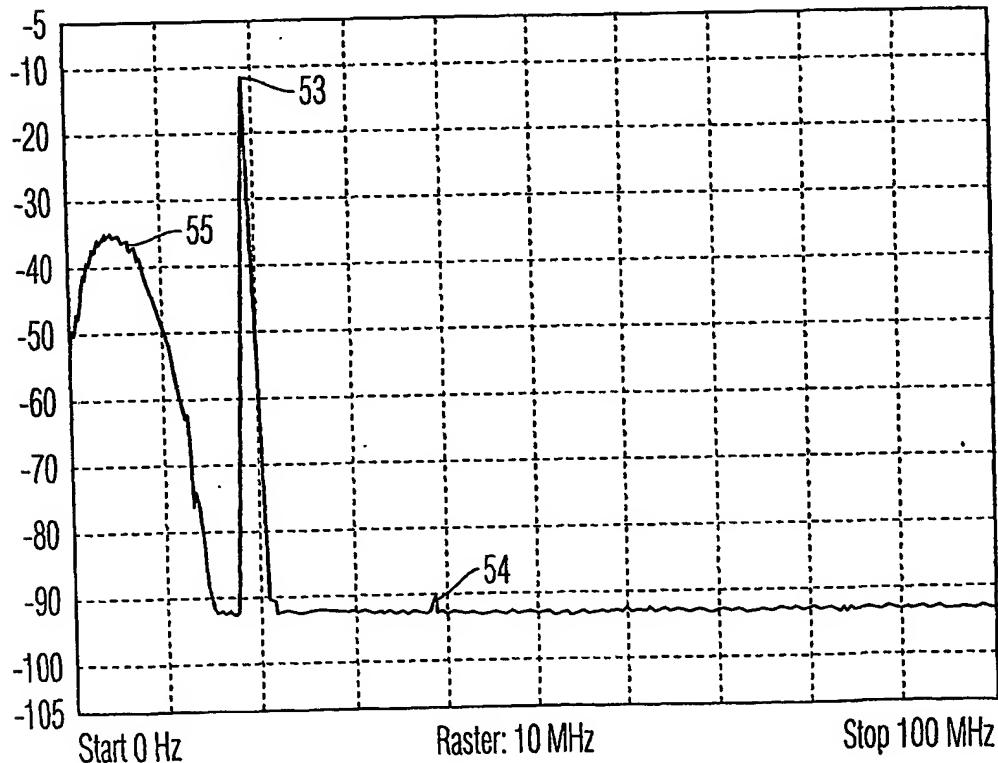
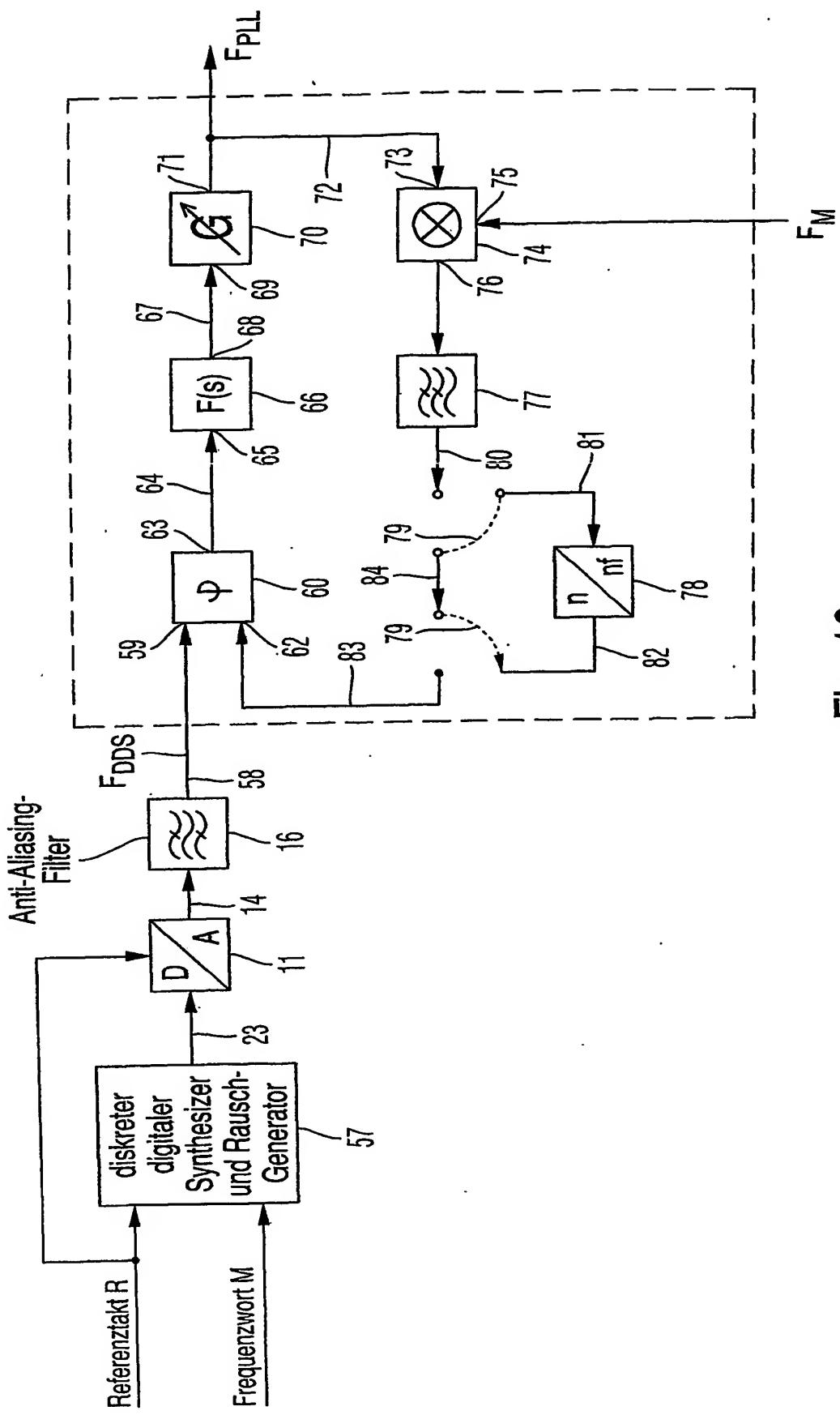


Fig. 9

5/6



10

6/6

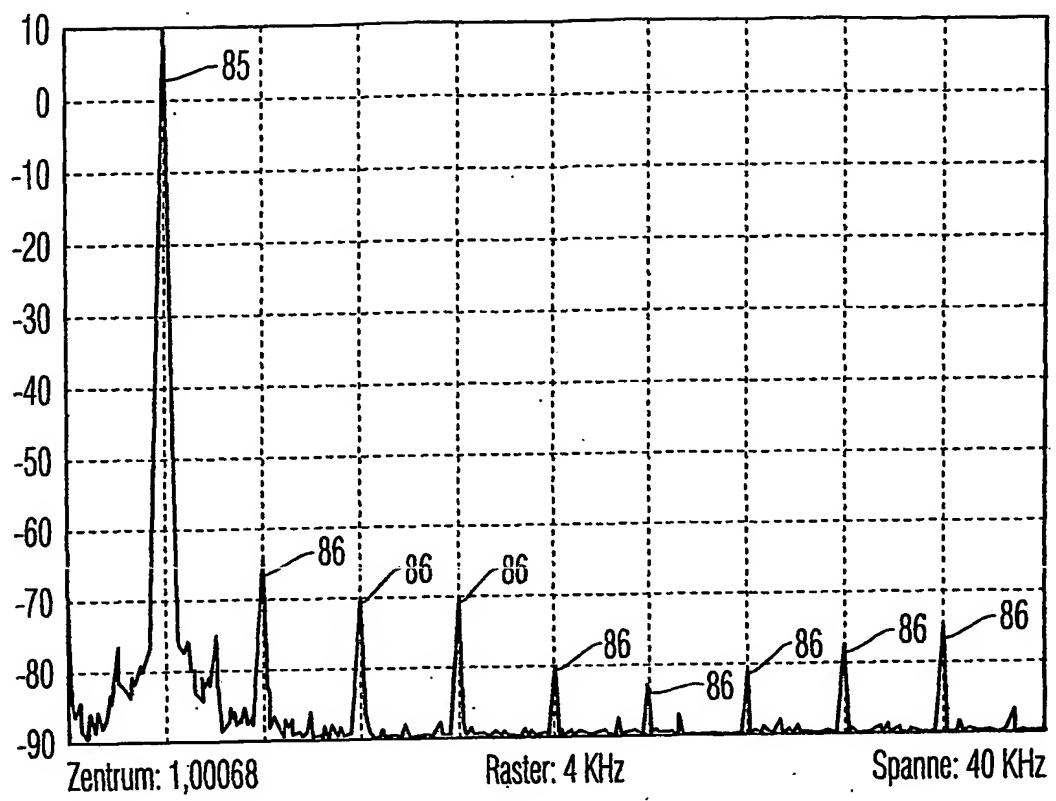


Fig. 11 (Stand der Technik)

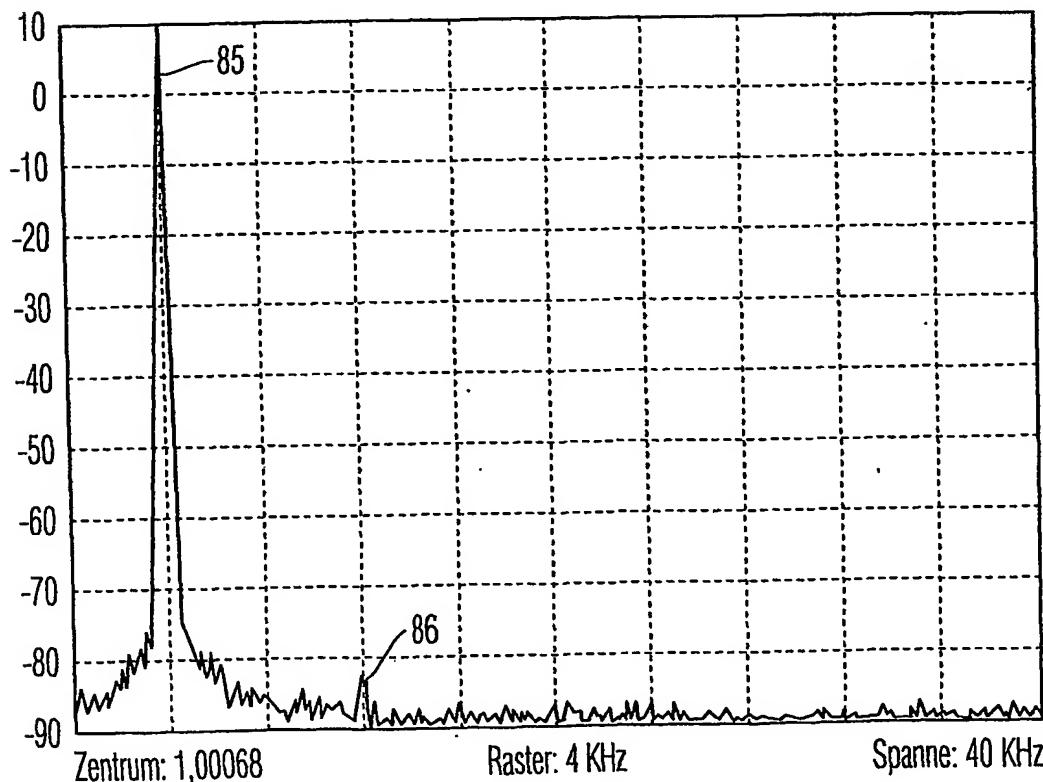


Fig. 12

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/EP2004/011932

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 G06F1/03
//H03L7/185

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 G06F H03L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, INSPEC

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 4 901 265 A (KERR RICHARD J ET AL) 13 February 1990 (1990-02-13) ----- A US 2002/057733 A1 (SULLIVAN MARK C) 16 May 2002 (2002-05-16) paragraph '0049! - paragraph '0051!; figure 8 ----- A WO 03/044959 A (ITT MFG ENTERPRISES INC) 30 May 2003 (2003-05-30) page 5, line 27 - page 6, line 22; figure 4 ----- -/-	1-6 3,7 3,9

Further documents are listed in the continuation of box C.

Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the International filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the International filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the International filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *&* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the International search

19 January 2005

Date of mailing of the International search report

03/02/2005

Name and mailing address of the ISA
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Verhoof, P

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/EP2004/011932

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	LEYONHJELM S A ET AL: "AN EFFICIENT IMPLEMENTATION OF BANDLIMITED DITHERING" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, vol. 8, no. 1, August 1998 (1998-08), pages 31-35, XP000765354 ISSN: 0929-6212 page 31 - page 32; figures 1,2 -----	3,5,7
A	EP 0 823 700 A (NDS LTD) 11 February 1998 (1998-02-11) column 2, line 55 - column 4, line 3; figure 2 -----	5,8,11
A	US 2003/118143 A1 (LASTER JEFF D ET AL) 26 June 2003 (2003-06-26) paragraph '0048! - paragraph '0049!; figures 6,7 -----	10-12
A	REINHARDT V ET AL: "A SHORT SURVEY OF FREQUENCY SYNTHESIZER TECHNIQUES" PROCEEDINGS OF THE ANNUAL FREQUENCY CONTROL SYMPOSIUM. PHILADELPHIA, PENNSYLVANIA, 1986, NEW YORK, IEEE, US, vol. SYMP. 40, 28 May 1986 (1986-05-28), pages 355-365, XP000565101 figure 3 -----	11-13

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No
PCT/EP2004/011932

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)		Publication date
US 4901265	A	13-02-1990	AT DE DE EP JP JP WO	130946 T 3854744 D1 3854744 T2 0390868 A1 2823913 B2 4502092 T 8906009 A1		15-12-1995 11-01-1996 08-08-1996 10-10-1990 11-11-1998 09-04-1992 29-06-1989
US 2002057733	A1	16-05-2002	AU CA CN EP JP WO	8318201 A 2419063 A1 1468470 T 1320934 A2 2004506365 T 0213370 A2		18-02-2002 14-02-2002 14-01-2004 25-06-2003 26-02-2004 14-02-2002
WO 03044959	A	30-05-2003	US WO	6522176 B1 03044959 A2		18-02-2003 30-05-2003
EP 0823700	A	11-02-1998	EP US	0823700 A2 5977804 A		11-02-1998 02-11-1999
US 2003118143	A1	26-06-2003		NONE		

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen
PCT/EP2004/011932

A. KLASIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 7 G06F1/03
//H03L7/185

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
IPK 7 G06F H03L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der Internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, INSPEC

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	US 4 901 265 A (KERR RICHARD J ET AL) 13. Februar 1990 (1990-02-13)	1-6
A	US 2002/057733 A1 (SULLIVAN MARK C) 16. Mai 2002 (2002-05-16) Absatz '0049! - Absatz '0051!; Abbildung 8	3,7
A	WO 03/044959 A (ITT MFG ENTERPRISES INC) 30. Mai 2003 (2003-05-30) Seite 5, Zeile 27 - Seite 6, Zeile 22; Abbildung 4	3,9

Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu antnehmen

Siehe Anhang Patentfamilie

- * Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :
- *A* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist
- *E* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem Internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist
- *L* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)
- *O* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht
- *P* Veröffentlichung, die vor dem Internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist
- *T* Spätere Veröffentlichung, die nach dem Internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist
- *X* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erforderlicher Tätigkeit beruhend betrachtet werden
- *Y* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erforderlicher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist
- *&* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der Internationalen Recherche	Absendedatum des Internationalen Recherchenberichts
19. Januar 2005	03/02/2005
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Bevollmächtigter Bediensteter Verhoof, P

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

nationales Aktenzeichen
PCT/EP2004/011932

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	LEYONHJELM S A ET AL: "AN EFFICIENT IMPLEMENTATION OF BANDLIMITED DITHERING" WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NL, Bd. 8, Nr. 1, August 1998 (1998-08), Seiten 31-35, XP000765354 ISSN: 0929-6212 Seite 31 - Seite 32; Abbildungen 1,2	3,5,7
A	EP 0 823 700 A (NDS LTD) 11. Februar 1998 (1998-02-11) Spalte 2, Zeile 55 - Spalte 4, Zeile 3; Abbildung 2	5,8,11
A	US 2003/118143 A1 (LASTER JEFF D ET AL) 26. Juni 2003 (2003-06-26) Absatz '0048! - Absatz '0049!; Abbildungen 6,7	10-12
A	REINHARDT V ET AL: "A SHORT SURVEY OF FREQUENCY SYNTHESIZER TECHNIQUES" PROCEEDINGS OF THE ANNUAL FREQUENCY CONTROL SYMPOSIUM. PHILADELPHIA, PENNSYLVANIA, 1986, NEW YORK, IEEE, US, Bd. SYMP. 40, 28. Mai 1986 (1986-05-28), Seiten 355-365, XP000565101 Abbildung 3	11-13

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

 Internationales Aktenzeichen
PCT/EP2004/011932

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung		Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
US 4901265	A	13-02-1990	AT DE DE EP JP JP WO	130946 T 3854744 D1 3854744 T2 0390868 A1 2823913 B2 4502092 T 8906009 A1		15-12-1995 11-01-1996 08-08-1996 10-10-1990 11-11-1998 09-04-1992 29-06-1989
US 2002057733	A1	16-05-2002	AU CA CN EP JP WO	8318201 A 2419063 A1 1468470 T 1320934 A2 2004506365 T 0213370 A2		18-02-2002 14-02-2002 14-01-2004 25-06-2003 26-02-2004 14-02-2002
WO 03044959	A	30-05-2003	US WO	6522176 B1 03044959 A2		18-02-2003 30-05-2003
EP 0823700	A	11-02-1998	EP US	0823700 A2 5977804 A		11-02-1998 02-11-1999
US 2003118143	A1	26-06-2003		KEINE		